

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of

Hideo MATSUSHIRO et al. : Confirmation No. 7660

Serial No. 10/809,455 : Attn: BOX MISSING PARTS

Filed March 26, 2004 : Attorney Docket No.2004\_0488A

AN INVERTER CONTROL DEVICE FOR  
DRIVING A MOTOR AND AN AIR  
CONDITIONER

**CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 USC 119**

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

THE COMMISSIONER IS AUTHORIZED  
TO CHARGE ANY DEFICIENCY IN THE  
FEES FOR THIS PAPER TO DEPOSIT  
ACCOUNT NO. 23-0975

Sir:

Applicants in the above-entitled application hereby claim the date of priority under the International Convention of Japanese Patent Application No. 2003-091184, filed March 28, 2003, and Japanese Patent Application No. 2004-054292, filed February 27, 2004, as acknowledged in the Declaration of this application.

Certified copies of said Japanese Patent Applications are submitted herewith.

Respectfully submitted,

Hideo MATSUSHIRO et al.

By

  
Jeffrey R. Filipek  
Registration No. 41,471  
Attorney for Applicants

JRF/fs  
Washington, D.C. 20006-1021  
Telephone (202) 721-8200  
Facsimile (202) 721-8250  
June 30, 2004

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日      2003年  3月28日  
Date of Application:

出願番号      特願2003-091184  
Application Number:

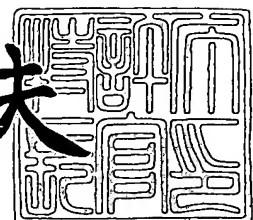
[ST. 10/C] :      [JP2003-091184]

出願人      松下電器産業株式会社  
Applicant(s):

2004年  2月20日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2004-3011903



【書類名】 特許願

【整理番号】 2583040217

【提出日】 平成15年 3月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48

H02M 7/523

H02P 7/00

H02P 7/622 302

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 松城 英夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 河地 光夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 杉本 智弘

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 中田 秀樹

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 植田 光男

**【特許出願人】****【識別番号】** 000005821**【氏名又は名称】** 松下電器産業株式会社**【代理人】****【識別番号】** 100097445**【弁理士】****【氏名又は名称】** 岩橋 文雄**【選任した代理人】****【識別番号】** 100103355**【弁理士】****【氏名又は名称】** 坂口 智康**【選任した代理人】****【識別番号】** 100109667**【弁理士】****【氏名又は名称】** 内藤 浩樹**【手数料の表示】****【予納台帳番号】** 011305**【納付金額】** 21,000円**【提出物件の目録】****【物件名】** 明細書 1**【物件名】** 図面 1**【物件名】** 要約書 1**【包括委任状番号】** 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 インダクションモータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記PN電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とを備えたことを特徴とするインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項2】 第1のモータ電圧指令補正手段はモータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行い、第2のモータ電圧指令補正手段は、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが前記インバータの直流電圧値より大きい場合のみ、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に前記インバータの直流電圧値を乗算した後、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正することを特徴とする、請求項1記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項3】 交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換

するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記PN電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と前記PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、前記インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する飽和電圧演算手段と、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが前記飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に前記飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値を乗算した後、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段と、前記第2のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値が前記インバータの直流電圧値より大きい場合、各相電圧指令値を前記インバータの直流電圧値とするモータ電圧指令最大値規制手段とを備えたことを特徴とするインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項4】 飽和電圧演算手段で得られる飽和電圧基準値は、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に応じて可変とすることを特徴とする、請求項3に記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項5】 PN電圧補正手段は、直流電圧基準値を前記直流電圧検出値で除算することにより前記PN電圧補正係数を導出し、直流電圧検出値がゼロ以下の場合には前記PN電圧補正係数に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を

設定することを特徴とする、請求項1～4のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項6】 インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、前記共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内で前記インバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避することを特徴とする、請求項1～5のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項7】 小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項1～6のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項8】 インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することを特徴とする、請求項1～7のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項9】 予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定することを特徴とする、請求項1～8のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項10】 交流電力を直流電力に変換するコンバータ装置と、前記コンバータ装置で変換された直流電力を可変電圧・可変周波数の交流電力に変換して圧縮機駆動モータに供給するインバータ装置とを備えた空気調和機において、前記インバータ装置として請求項1～9のいずれかに記載のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を用いることを特徴とする空気調和機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

##### 【発明の属する技術分野】

本発明は、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いたインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に関するものである。

##### 【0002】

### 【従来の技術】

汎用インバータなどで用いられている一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置として、図15に示すようなV/F制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置がよく知られている（例えば、非特許文献1参照）。

#### 【0003】

図15において、主回路は直流電源装置113と、インバータ3とインダクションモータ4とから構成されており、直流電源装置113については、交流電源1と、整流回路2と、インバータ3の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ112と、交流電源1の力率改善用リアクタ111から構成されている。

#### 【0004】

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン13と、V/F制御パターン13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4の各相電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段14と、モータ電圧作成手段14から作成された各相電圧指令値に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段18から構成されている。なお、一般的なV/F制御パターン13の一例を図16に示す。

#### 【0005】

図16に示すように速度指令W\*に対してインダクションモータ4に印加するモータ電圧値が一義的に決定するような構成となっている。一般的には、速度指令W\*とモータ電圧値の値をテーブル値としてマイコン等の演算装置のメモリに記憶させ、テーブル値以外の速度指令W\*に対してはテーブル値から線形補間することでモータ電圧値を導出している。

#### 【0006】

ここで、交流電源1が220V（交流電源周波数50Hz）、インバータ3の入力が1.5kW、平滑コンデンサ112が1500μFのとき、力率改善用リアクタ111が5mHおよび20mHの場合における交流電源電流の高調波成分

と交流電源周波数に対する次数との関係を図17に示す。図17はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ111が5mHの場合には特に第3高調波成分がIEC規格のそれを大きく上回っているが、20mHの場合には40次までの高調波成分においてIEC規格をクリアしていることがわかる。

#### 【0007】

そのため特に高負荷時においてもIEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ111のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコストUPを招くという不都合があった。

#### 【0008】

そこで、力率改善用リアクタ111のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図18に示すような直流電源装置が提案されている（例えば、特許文献1参照）。

#### 【0009】

図18において、交流電源1の交流電源電圧を、ダイオードD1～D4をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力をリアクトルL<sub>in</sub>を介して中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗RLに直流電圧を供給する。この場合、リアクトルL<sub>in</sub>の負荷側と中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタQ1を接続し、このトランジスタQ1をベース駆動回路G1で駆動する構成となっている。

#### 【0010】

また、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗Rdmとをさらに備えており、パルス発生回路I1、I2は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗Rdmにパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

#### 【0011】

ここで、パルス発生回路 I 1 は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生 I 2 は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

#### 【0012】

なお、トランジスタ Q 1 をオン状態にしてリアクトル L i n に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサ C の電荷がトランジスタ Q 1 を通して放電することのないように逆流防止用ダイオード D 5 が接続され、さらに、中間コンデンサ C の電荷を平滑コンデンサ C D に放電する経路に、逆流防止用ダイオード D 6 と、平滑効果を高めるリアクトル L d c が直列に接続されている。

#### 【0013】

上記の構成によって、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサ C の両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタ Q 1 をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高効率化を達成することができる。

#### 【0014】

##### 【非特許文献1】

「インバータドライブハンドブック」の661～711頁を参照、インバータドライブハンドブック編集委員会編、1995年初版、日刊工業新聞社発行)

##### 【特許文献1】

特開平9-266674号公報

#### 【0015】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサ C D とリアクトル L i n (特許文献1では $1500\mu F$ 、 $6.2mH$ 時のシミュレーション結果について記載されている)とを依然として有したままであり、さらに中間コンデンサ C とトランジスタ Q 1 とベース駆動回路 G 1 とパルス発生回路 I 1 、I 2 とダミー抵抗 R d m と逆流防止用ダイオード D 5 、D 6 と平滑効果を高めるリアクトル L d c とを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴なうコスト UP を招くという課題を有していた。

### 【0016】

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

### 【0017】

#### 【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出するP N電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記P N電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比較からP N電圧補正係数を導出するP N電圧補正手段と、各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とを備えたものである。

### 【0018】

また、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するP N電圧検出手段と、予め設定されたインバータの直流電圧基準値とP N電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比較からP N電圧補

正係数を導出する P N 電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第 1 のモータ電圧指令補正手段と、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかがインバータの直流電圧値より大きい場合のみ、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値にインバータの直流電圧値を乗算した後、第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第 1 のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第 2 のモータ電圧指令補正手段とを備えるものである。

#### 【0019】

上記の構成によって、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらに交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制することが可能となる。

#### 【0020】

また、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出する P N 電圧検出手段と、予め設定されたインバータの直流電圧基準値と P N 電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比較から P N 電圧補正係数を導出する P N 電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを乗算する

ことにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する飽和電圧演算手段と、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値を乗算した後、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段と、第2のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値がインバータの直流電圧値より大きい場合、電圧指令値をインバータの直流電圧値とするモータ電圧指令最大値規制手段とを備えるものである。

#### 【0021】

上記の構成によって、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を維持しつつ、さらにインダクションモータの出力トルクの向上を図ることが可能となる。

#### 【0022】

また、飽和電圧演算手段で得られる飽和電圧基準値は、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に応じて可変とするものである。

#### 【0023】

上記の構成によって、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を確実に維持する駆動領域と、インダクションモータの出力トルクの大幅な向上を図る駆動領域との両立が可能となる。

#### 【0024】

また、PN電圧補正手段は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧検出値がゼロ以下の場合にはPN電圧補正係数に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定するものである。

#### 【0025】

上記の構成によって、インバータ直流電圧が大幅に変動しゼロ以下となるような場合にもインダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

**【0026】**

また、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するものである。

**【0027】**

上記の構成によって、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

**【0028】**

また、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するものである。

**【0029】**

上記の構成によって、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能である。

**【0030】**

また、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定するものである。

**【0031】**

上記の構成によって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能となる。

**【0032】**

また、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定するものである。

**【0033】**

上記の構成によって、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

**【0034】****【発明の実施の形態】**

以下、本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

**【0035】****(実施の形態1)**

本発明の第1の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図1に示す。図1において、主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ2と、2mH以下の小容量リアクタ11と、100μF以下の小容量コンデンサ12と、直流電力を交流電力に変換するインバータ3と、インバータ3により変換された交流電力により駆動するインダクションモータ4から構成されている。

**【0036】**

一方、制御回路では、外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令W\*に基づいてインダクションモータ4に印加するモータ電圧値を決定するV/F制御パターン13と、V/F制御パターン13から決定されるモータ電圧値に基づいてインダクションモータ4の各相電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段14と、インバータ3の直流電圧値を検出するPN電圧検出手段15と、予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値とPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段16と、モータ電圧指令作成手段14から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段16の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の電圧補正を行ないインダクションモータ4の第1モータ電圧指令補正值を作成する第1のモータ電圧指令補正手段17と、第1のモータ電圧指令補正手段17から作成された第1モータ電圧指令補正值のいずれかがインバータ3の直流電圧値より大きい場合のみ、第1モータ電圧指令補正值にインバータ3の直流電圧値を乗算した後、第1モータ電圧指令補正值のうちの最大値で除算することによりインダクションモータ4の第2モータ電圧指令補正值を作成する第2のモータ電圧指令補正手段19と、第2のモータ電圧指令補正手段19から作成された第2モータ電圧指令補正值に基づいてインバータ3のPWM信号を生成

する PWM制御手段 18 から構成されている。

### 【0037】

なお、V/F制御パターン 13 については、上述の従来の技術にて説明しているのでここでは説明を省略する。（図 15 の V/F 制御方式のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置）

以下では、具体的な方法について説明する。

### 【0038】

モータ電圧指令作成手段 14 では式（1）で表される演算により各相電圧指令値  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  を作成する。

### 【0039】

#### 【式1】

$$\begin{cases} v_u^* = V_m \sin \theta_1, \\ v_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \\ v_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad \dots \quad (1)$$

### 【0040】

ここで、 $V_m$  は V/F 制御パターン 13 から決定されるモータ電圧値であり、 $\theta_1$  は式（2）で表されるように速度指令  $W^*$  を時間積分することで導出する。

### 【0041】

#### 【式2】

$$\theta_1 = \int W^* dt \quad \dots \quad (2)$$

### 【0042】

また、図 2 は本発明に係る PN 電圧補正手段 16 の第 1 の実施例を示した図で、PN 電圧補正手段 16 では予め設定されたインバータ 3 の直流電圧基準値  $V_{pn}$  と PN 電圧検出手段 15 から得られるインバータ 3 の直流電圧検出値  $v_{pn}$  を用いて式（3）のように PN 電圧補正係数  $k_{pn}$  を導出する。

### 【0043】

## 【式3】

$$k_{pn} = \frac{v_{pn0}}{v_{pn} + \delta_0} \quad \dots \quad (3)$$

## 【0044】

ここで、本発明では小容量コンデンサを用いているため、直流電圧検出値  $v_{pn}$  がゼロとなる場合が生じるので、ゼロ割防止のための微小項  $\delta_0$  を設定しておく必要がある。

## 【0045】

なお、式(3)の微小項  $\delta_0$  の代わりに、直流電圧検出値  $v_{pn}$  がゼロ以下の場合において P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  に予め設定された P N 電圧補正係数の最大値を設定することでゼロ割防止を図ることができる。

## 【0046】

即ち、式(4)のように P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  を導出しても良い。

## 【0047】

## 【式4】

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn\_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ v_{pn0} / v_{pn} & (v_{pn} > 0) \end{cases} \quad \dots \quad (4)$$

## 【0048】

ここで、 $K_{pn\_max}$  は予め設定された P N 電圧補正係数の最大値である。

## 【0049】

また、第1のモータ電圧指令補正手段 1.7 では各相電圧指令値  $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$  と P N 電圧補正係数  $k_{pn}$  を用いて式(5)のように第1モータ電圧指令補正值  $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$  を導出する。

## 【0050】

## 【式5】

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{uh1}^* = k_{pn} \cdot v_u^* \\ v_{vh1}^* = k_{pn} \cdot v_v^* \\ v_{wh1}^* = k_{pn} \cdot v_w^* \end{array} \right. \quad \dots \quad (5)$$

## 【0051】

以上により、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能となる。

## 【0052】

さらに、第2のモータ電圧指令補正手段19では第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ のうち例えば $v_{uh1}^*$ が最大であり、かつ、 $v_{uh1}^*$ がインバータ3の直流電圧検出値 $v_{pn}$ を上回った場合のみ式(6)のように第2モータ電圧指令補正值 $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$ を導出する。

## 【0053】

## 【式6】

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{uh2}^* = v_{uh1}^* \cdot v_{pn} / v_{uh1}^* \\ v_{vh2}^* = v_{vh1}^* \cdot v_{pn} / v_{uh1}^* \\ v_{wh2}^* = v_{wh1}^* \cdot v_{pn} / v_{uh1}^* \end{array} \right. \quad \dots \quad (6)$$

## 【0054】

図3(a)、(b)は第1のモータ電圧指令補正手段17導出された第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ が最終的に第2モータ電圧指令補正值 $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$ に補正される結果の一例を示したものである

図3(a)のように第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ 全てが直流電圧検出値 $v_{pn}$ の240Vを超えていない場合は、第2モータ電圧指令補正

値  $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$  は第 1 モータ電圧指令補正值  $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$  と同値となる。

### 【0055】

また、図 3 (b) のように第 1 モータ電圧指令補正值  $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$  のうち、 $v_{uh1}^*$  が直流電圧検出値  $v_{pn}$  の 240V を超えている場合は式 (6) に従い、第 2 モータ電圧指令補正值  $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$  はそれぞれ、240V、144V、0V となる。

### 【0056】

図 4 は第 2 のモータ電圧指令補正手段 19 での補正制御がない場合のインバータ直流電圧と交流電源電流の波形であり、図 5 は第 2 のモータ電圧指令補正手段 19 での補正制御がある場合のインバータ直流電圧と交流電源電流の波形であるが、この第 2 のモータ電圧指令補正手段 19 での補正により、インバータ直流電圧が大幅に落ち込んだ直後にインダクションモータに印加する電圧を過度に与えず、交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制している。

### 【0057】

なお、本発明は上述の実施例のように V/F 制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置に限定されるものではなく、周知のベクトル制御によるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置においても本発明は適用可能である。

### 【0058】

なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができる場合のどちらにおいても本発明は適用可能である。

### 【0059】

#### (実施の形態 2)

本発明の第 2 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図 6 に示す。図 6 において、主回路は実施の形態 1 と同様

のものとした。

[0060]

一方、制御回路では、V/F制御パターン13と、モータ電圧作成手段14と、PN電圧検出手段15と、PN電圧補正手段16と、第1のモータ電圧指令補正手段17は実施の形態1と同様とし、インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する飽和電圧演算手段20を加え、第1のモータ電圧指令補正手段17から作成された第1モータ電圧指令補正值のいずれかが飽和電圧演算手段20で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、第1モータ電圧指令補正值に飽和電圧演算手段20で演算された飽和電圧基準値を乗算した後、第1モータ電圧指令補正值のうちの最大値で除算することによりインダクションモータ4の第2モータ電圧指令補正值を作成する第2のモータ電圧指令補正手段19と、第2のモータ電圧指令補正手段19で補正された第2モータ電圧指令補正值がインバータの直流電圧値より大きい場合、第2モータ電圧指令補正值をインバータの直流電圧値とする第3モータ電圧指令補正值を導出するモータ電圧指令最大値規制手段21と、モータ電圧指令最大値規制手段21から出力される第3モータ電圧指令補正值に基づいてインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段18から構成されている。

[0 0 6 1]

以下では、実施の形態 1 と異なる部分においてのみ具体的な方法について説明する。

[0 0 6 2]

飽和電圧演算手段 20 では式 (7) のように飽和電圧基準値  $V_{pn1}$  を導出する

○

[0063]

【式7】

[0064]

この式(7)のKは電圧飽和率を表わし、概ね1~1.5の値を選択する。

また、第2のモータ電圧指令補正手段19では第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ のうち例えば $v_{uh1}^*$ が最大であり、かつ、 $v_{uh1}^*$ が飽和電圧演算手段20で得られた飽和電圧基準値 $V_{pn1}$ を上回った場合のみ式(8)のように第2モータ電圧指令補正值 $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$ を導出する。

### 【0065】

#### 【式8】

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{uh2}^* = v_{uh1}^* \cdot V_{pn1} / v_{uh1}^* \\ v_{vh2}^* = v_{vh1}^* \cdot V_{pn1} / v_{uh1}^* \\ v_{wh2}^* = v_{wh1}^* \cdot V_{pn1} / v_{uh1}^* \end{array} \right. \quad \dots \quad (8)$$

### 【0066】

さらにモータ電圧指令最大値規制手段21においては、第2モータ電圧指令補正值 $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$ が直流電圧検出値 $v_{pn}$ より大きい場合、直流電圧検出値 $v_{pn}$ にてMAX規制をかけた第3モータ電圧指令補正值 $v_{uh3}^*$ 、 $v_{vh3}^*$ 、 $v_{wh3}^*$ が導出される。

### 【0067】

図7(a)、(b)は飽和電圧演算手段20で用いられる電圧飽和率Kの値を1.2とし、第1のモータ電圧指令補正手段17導出された第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ が最終的に第3モータ電圧指令補正值 $v_{uh3}^*$ 、 $v_{vh3}^*$ 、 $v_{wh3}^*$ に補正される結果の一例を示したものである。

### 【0068】

図7(a)のように第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ 全てが直流電圧検出値 $v_{pn}$ の240Vを超えていない場合は、第3モータ電圧指令補正值 $v_{uh3}^*$ 、 $v_{vh3}^*$ 、 $v_{wh3}^*$ は第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ と同値となる。

### 【0069】

また、図7(b)のように第1モータ電圧指令補正值 $v_{uh1}^*$ 、 $v_{vh1}^*$ 、 $v_{wh1}^*$ のうち、 $v_{uh1}^*$ が直流電圧検出値 $v_{pn}$ の240Vを超えている場合は式(7)と式(8)に従い、第2モータ電圧指令補正值 $v_{uh2}^*$ 、 $v_{vh2}^*$ 、 $v_{wh2}^*$ はそれぞれ

、288V, 172.8V, 0Vとなり、最終的に第3モータ電圧指令補正值 $v_{uh3}^*$ 、 $v_{vh3}^*$ 、 $v_{wh3}^*$ はそれぞれ、240V, 172.8V, 0Vとなる。

#### 【0070】

ここで、実施の形態1で説明した具体例のうち図3（b）と図7（b）を比較すると、実施の形態2で最終的にV相に指令されるモータ電圧値が144Vから172.8Vに増加していることが分かる。

#### 【0071】

このことは、インダクションモータの出力トルクの向上につながり、所望の交流電源力率や交流電源電流の高調波成分が規制値に対して余裕がある場合、上述の実施例がインダクションモータの限界負荷耐量を上げるのに非常に有効な手段になる。

#### 【0072】

（実施の形態3）

図8は、飽和電圧演算手段20で飽和電圧基準値 $V_{pn1}$ を導出する際に、式（7）の電圧飽和率Kを外部から与えられたインダクションモータ4の速度指令 $W^*$ に応じて変化させた一例を示したものである。

#### 【0073】

図8のような電圧飽和率Kの変化のさせ方をすると、速度指令 $W^*$ が100Hz未満の時、飽和電圧基準値 $V_{pn1}$ は直流電圧検出値 $v_{pn}$ と同値となり実施の形態1で説明した制御となる。

#### 【0074】

また、速度指令 $W^*$ が100Hz以上の時、飽和電圧基準値 $V_{pn1}$ は直流電圧検出値 $v_{pn}$ の1.2倍となり実施の形態2で説明した制御となる。

#### 【0075】

すなわち、速度指令 $W^*$ が100Hz未満の時は交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を確実に維持し、速度指令 $W^*$ が100Hz以上の時はインダクションモータ4の出力トルクを充分に確保できることになる。

#### 【0076】

この実施の形態によれば、インダクションモータの定常駆動領域では交流電源

力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を行い、モータがトルクを必要とする高速駆動領域では限界負荷耐量を上げるといった、フレキシブルな制御が可能となる。

### 【0077】

なお、図9のように電圧飽和率Kを速度指令W\*に応じてなだらかに変化させると急峻な出力トルクの変化を防ぎ、より安定した駆動を実現できる。

### 【0078】

(実施の形態4)

本発明に係るインバータ運転周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

### 【0079】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では小容量コンデンサを用いているため、図10のようにインバータ直流電圧は交流電源周波数f<sub>S</sub>の2倍の周波数で大きく脈動する。

### 【0080】

そのため、インバータ運転周波数f<sub>1</sub>が交流電源周波数f<sub>S</sub>の偶数倍となる周波数では、インバータ直流電圧が脈動する周波数（交流電源周波数f<sub>S</sub>の2倍の周波数）と同期し共振現象が生じてしまう。

### 【0081】

図11はインバータ運転周波数f<sub>1</sub>が交流電源周波数f<sub>S</sub>の2倍となる場合の動作結果で、インバータ直流電圧が脈動する周波数と同期して共振現象が生じ、モータ電流においては負の直流成分が重畠されていることがわかる。そのため、インダクションモータにはブレーキトルクが発生し、出力トルクの減少やモータ損失が増加するといった悪影響が生じてしまう。

### 【0082】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5mH、小容量コンデンサの容量は10μF、交流電源は220V(50Hz)、インバータ運転周波数は100Hz（ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、インバータキャリア周波数は

5 kHz である。

#### 【0083】

そこで、インバータ運転周波数  $f_1$  の設定において、インバータ運転周波数  $f_1$  が式（9）となるような場合で定常的に固定されるのを回避する必要がある。

#### 【0084】

##### 【式9】

$$f_1 = 2nf_s \pm \Delta f \quad \dots \quad (9)$$

#### 【0085】

ここで、n は整数、 $\Delta f$  は予め設定された周波数幅であり、周波数幅  $\Delta f$  に関しては基本的には上述の共振現象の影響が少なくなるように設定しておく。

#### 【0086】

また、インバータ運転周波数  $f_1$  が式（9）で求められる共振周波数を越える場合には、加速あるいは減速といった過渡状態で一気にインバータ運転周波数  $f_1$  を変更させ、共振周波数で固定することを回避する。

#### 【0087】

なお、周波数幅  $\Delta f$  は必ずしも設定する必要はなく、運転状況（軽負荷時など）によっては設定しなくとも良い（この場合は  $\Delta f = 0$  とすれば良い）。

#### 【0088】

以上により、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

#### 【0089】

##### （実施の形態5）

本発明に係る小容量コンデンサおよび小容量リアクタの仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

#### 【0090】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、交流電源電流の高調波成分を抑制して IEC 規格をクリアするために、小容量コンデンサと小

容量リアクタとの共振周波数  $f_{LC}$  (LC共振周波数) を交流電源周波数  $f_S$  の40倍よりも大きくなるように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定する。

#### 【0091】

ここで、小容量コンデンサの容量を  $C$  [F] 、小容量リアクタのインダクタンス値を  $L$  [H] とすると、LC共振周波数  $f_{LC}$  は式(10)のように表される。

#### 【0092】

##### 【式10】

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots \quad (10)$$

#### 【0093】

即ち、 $f_{LC} > 40 f_S$  を満たすように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定するものである (IEC規格では交流電源電流の高調波成分において第40次高調波まで規定されているため)。

#### 【0094】

以上により、小容量コンデンサおよび小容量リアクタの組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制して、IEC規格をクリアすることが可能となる。

#### 【0095】

次に、小容量コンデンサの容量の決定について以下に説明する。

#### 【0096】

インバータが停止した際には、小容量コンデンサがインダクションモータの回生エネルギー（停止直前までインダクションモータのインダクタンス成分に蓄えられていた磁気エネルギー）を吸収してインバータの直流電圧値が上昇するため、そのときの直流電圧の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定する。

#### 【0097】

上記の構成によって、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防

止することが可能となる。

### 【0098】

なお、小容量リアクタのインダクタンス値は上述の方法で自動的に決定することができる。

### 【0099】

(実施の形態6)

本発明に係るインバータキャリア周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

### 【0100】

本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、小容量コンデンサに蓄えられる電気エネルギーが小さいため、電気エネルギーが不足するような場合でもインダクションモータの駆動を維持するためには小容量リアクタの磁気エネルギーを併用するしかないため、リアクタ電流波形（ダイオードブリッジを通った後の電流で、概ね交流電源電流の絶対値をとった電流と等しい）はインバータのキャリア周波数（チョッピング）の影響を大きく受けてしまう。

### 【0101】

そのため、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置では、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を設定する。

### 【0102】

ここで、本発明のインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を動作させた場合の結果を図12～図14に示す。それぞれ図12はキャリア周波数が3.3 kHz時、図13は5 kHz時、図14は7.5 kHz時の動作結果であり、リアクタ電流波形を比較すれば、リアクタ電流（もしくは交流電源電流）はキャリア周波数による依存性が大きいことがわかる。

### 【0103】

また、それぞれの交流電源力率値をデジタルパワーメータにて測定したところ、図12のキャリア周波数が3.3 kHz時には0.878、図13の5 kHz時には0.956、図14の7.5 kHzには0.962となった。

### 【0104】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は0.5 mH、小容量コンデンサの容量は $10\mu F$ 、交流電源は220V(50Hz)、インバータ運転周波数は57Hz(ここではモータの極数は2極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい)、交流電源における入力電力は900Wである。

### 【0105】

ここで、例えば予め設定した交流電源力率値が0.9である場合には、キャリア周波数を3.3kHz～5kHzの間に設定すれば良いことになり、最終的には予め設定した交流電源力率値(この場合は0.9)を満足しつつ、最もキャリア周波数が低くなるように決定する。

### 【0106】

以上により、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定することにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能となる。

### 【0107】

#### 【発明の効果】

上記から明らかなように、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、前記インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記PN電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、前記第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値

を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とを備えたものである。

### 【0108】

さらに、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定されたインバータの直流電圧基準値とPN電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかがインバータの直流電圧値より大きい場合のみ、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値にインバータの直流電圧値を乗算した後、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とを備えるもので、この構成によれば、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してインダクションモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、インダクションモータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、インダクションモータの駆動を維持することが可能であり、さらに交流電源電流の変動を抑制し、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分を抑制できるという効果を奏する。

### 【0109】

また、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変

換するインバータとインダクションモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、インダクションモータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサを設け、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に基づき、インダクションモータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定されたインバータの直流電圧基準値とPN電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、インバータの直流電圧値に1以上の値を乗算した飽和電圧基準値を導出する飽和電圧演算手段と、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかが飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値より大きい場合のみ、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値に飽和電圧演算手段で演算された飽和電圧基準値を乗算した後、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段と、第2のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値がインバータの直流電圧値より大きい場合、電圧指令値をインバータの直流電圧値とするモータ電圧指令最大値規制手段とを備えるもので、この構成によれば、小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を維持しつつ、さらにインダクションモータの出力トルクの向上が図れるという効果を奏する。

また、本発明は、飽和電圧演算手段で得られる飽和電圧基準値が、外部から与えられるインダクションモータの速度指令値に応じて可変とするもので、この構成によれば、インダクションモータの駆動領域に応じて交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分抑制を確実に維持するのか、出力トルクの大幅な向上を図るのかの選択が可能になるという効果を奏する。

### 【0110】

また、本発明は、P N電圧補正手段は、直流電圧基準値を直流電圧検出値で除算することによりP N電圧補正係数を導出し、直流電圧検出値がゼロ以下の場合にはP N電圧補正係数に予め設定されたP N電圧補正係数の最大値を設定するもので、この構成によれば、インバータ直流電圧が大幅に変動しゼロ以下となるような場合にもインダクションモータの駆動を維持することが可能であるという効果を奏する。

### 【0111】

また、本発明は、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するもので、この構成によれば、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでインダクションモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能であるという効果を奏する。

### 【0112】

また、本発明は、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するもので、この構成によれば、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能であるという効果を奏する。

### 【0113】

また、本発明は、インバータが停止した際に上昇する直流電圧値の最大値が素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定するもので、この構成によれば、インバータ直流電圧の最大値を各駆動素子の耐圧よりも小さくなるように小容量コンデンサの容量を決定することで周辺回路の破壊を防止することが可能であるという効果を奏する。

### 【0114】

また、本発明は、予め設定された交流電源力率値を満足するようにインバータのキャリア周波数を決定するもので、この構成によれば、予め設定された交流電源力率値を満足することが可能となり、必要最小限のキャリア周波数を設定する

ことにより、インバータ損失を必要最小限に抑制することが可能であるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図 2】

本発明の第 1 の実施形態における P N 電圧補正係数の特性図

【図 3】

本発明の第 1 の実施形態におけるモータ電圧指令補正值の結果を示す図

【図 4】

本発明の第 1 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図

【図 5】

本発明の第 1 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 2 の動作結果を示す図

【図 6】

本発明の第 2 の実施形態を示すインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図 7】

本発明の第 2 の実施形態におけるモータ電圧指令補正值の結果を示す図

【図 8】

本発明の第 3 の実施形態における電圧飽和率の第1の特性図

【図 9】

本発明の第 3 の実施形態における電圧飽和率の第 2 の特性を示す図

【図 10】

本発明の第 4 の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第 1 の動作結果を示す図

【図 11】

本発明の第4の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第2の動作結果を示す図

【図12】

本発明の第6の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第1の動作結果を示す図

【図13】

本発明の第6の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第2の動作結果を示す図

【図14】

本発明の第6の実施形態におけるインダクションモータ駆動用インバータ制御装置の第3の動作結果を示す図

【図15】

一般的なインダクションモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図16】

一般的なV/F制御パターンの一例を示す図

【図17】

図15のインダクションモータ駆動用インバータ装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した線図

【図18】

従来の直流電源装置図

【符号の説明】

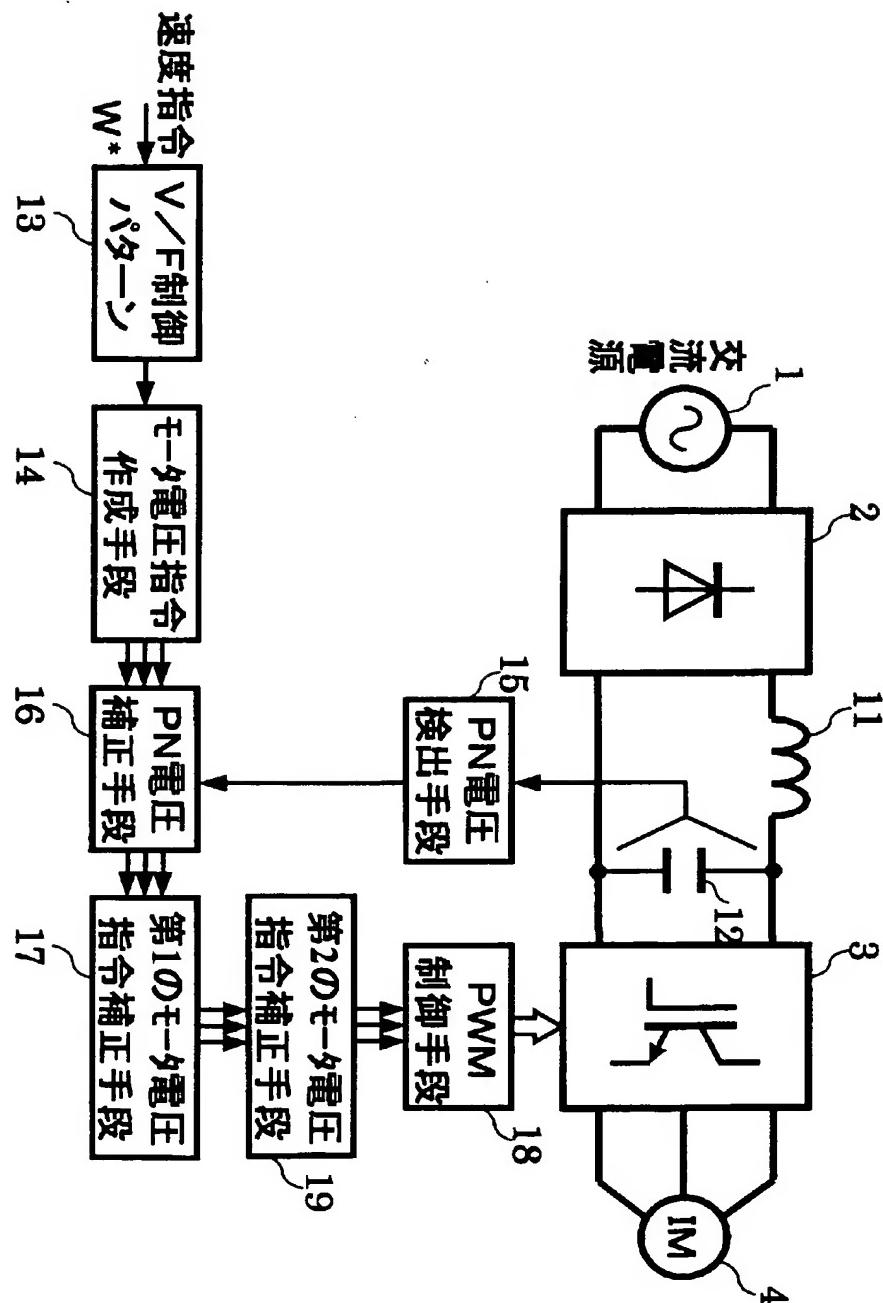
- 1 交流電源
- 2 整流回路
- 3 インバータ
- 4 インダクションモータ
- 1 1 小容量リアクタ
- 1 2 小容量コンデンサ
- 1 3 V/F制御パターン
- 1 4 モータ電圧指令作成手段

- 1 5 P N電圧検出手段
- 1 6 P N電圧補正手段
- 1 7 第1のモータ電圧指令補正手段
- 1 8 PWM制御手段
- 1 9 第2のモータ電圧指令補正手段
- 2 0 飽和電圧演算手段
- 2 1 モータ電圧指令最大値規制手段

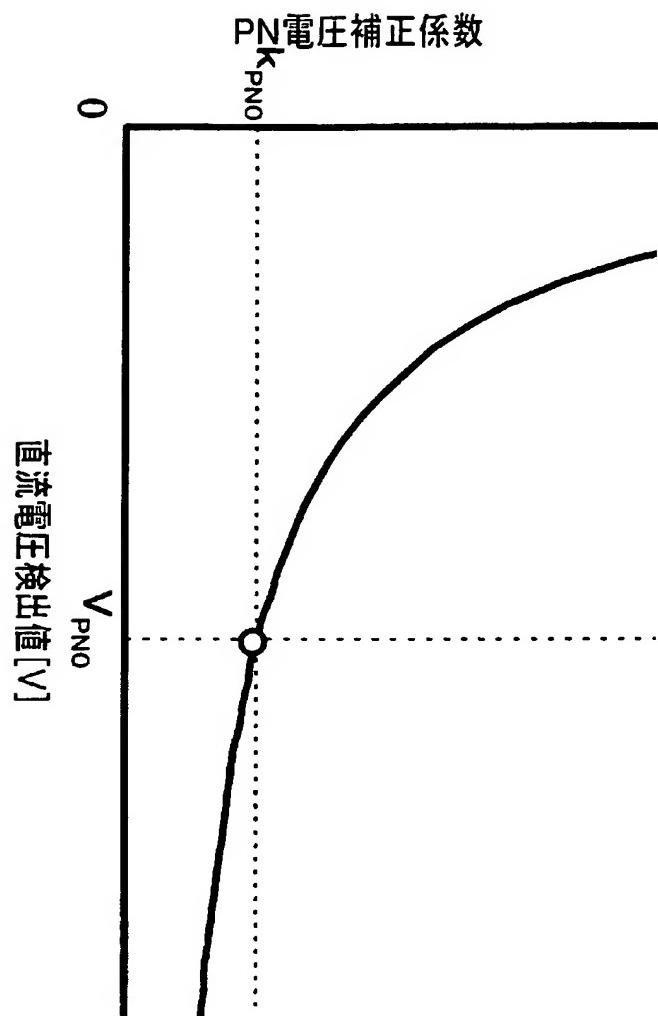
【書類名】

図面

【図1】



【図2】



【図 3】

直流電圧検出値	
V <sub>pn</sub>	240V

第1モータ電圧指令補正值	
V <sub>uh1</sub> *	200V
V <sub>vh1</sub> *	90V
V <sub>wh1</sub> *	0V



第2モータ電圧指令補正值	
V <sub>uh2</sub> *	200V
V <sub>vh2</sub> *	90V
V <sub>wh2</sub> *	0V

(a)

直流電圧検出値	
V <sub>pn</sub>	240V

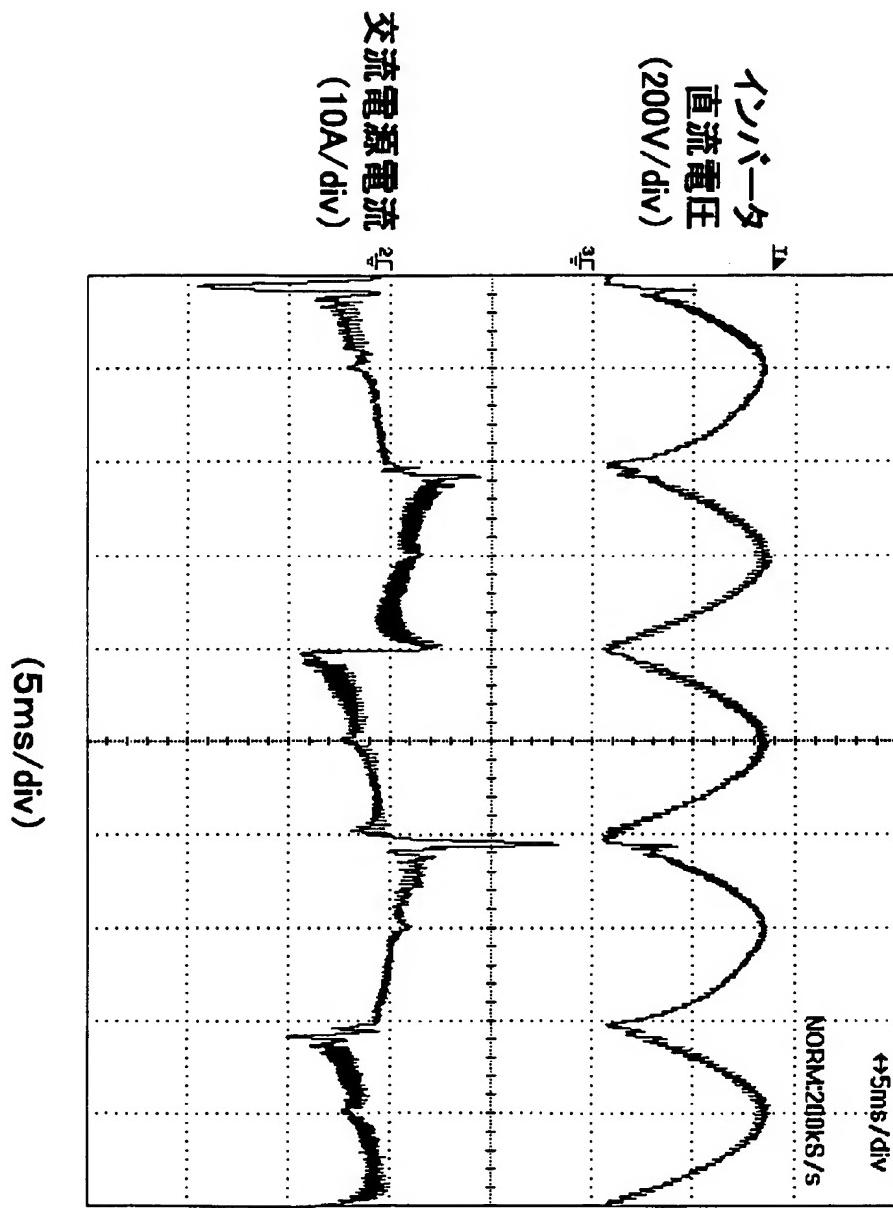
第1モータ電圧指令補正值	
V <sub>uh1</sub> *	300V
V <sub>vh1</sub> *	180V
V <sub>wh1</sub> *	0V



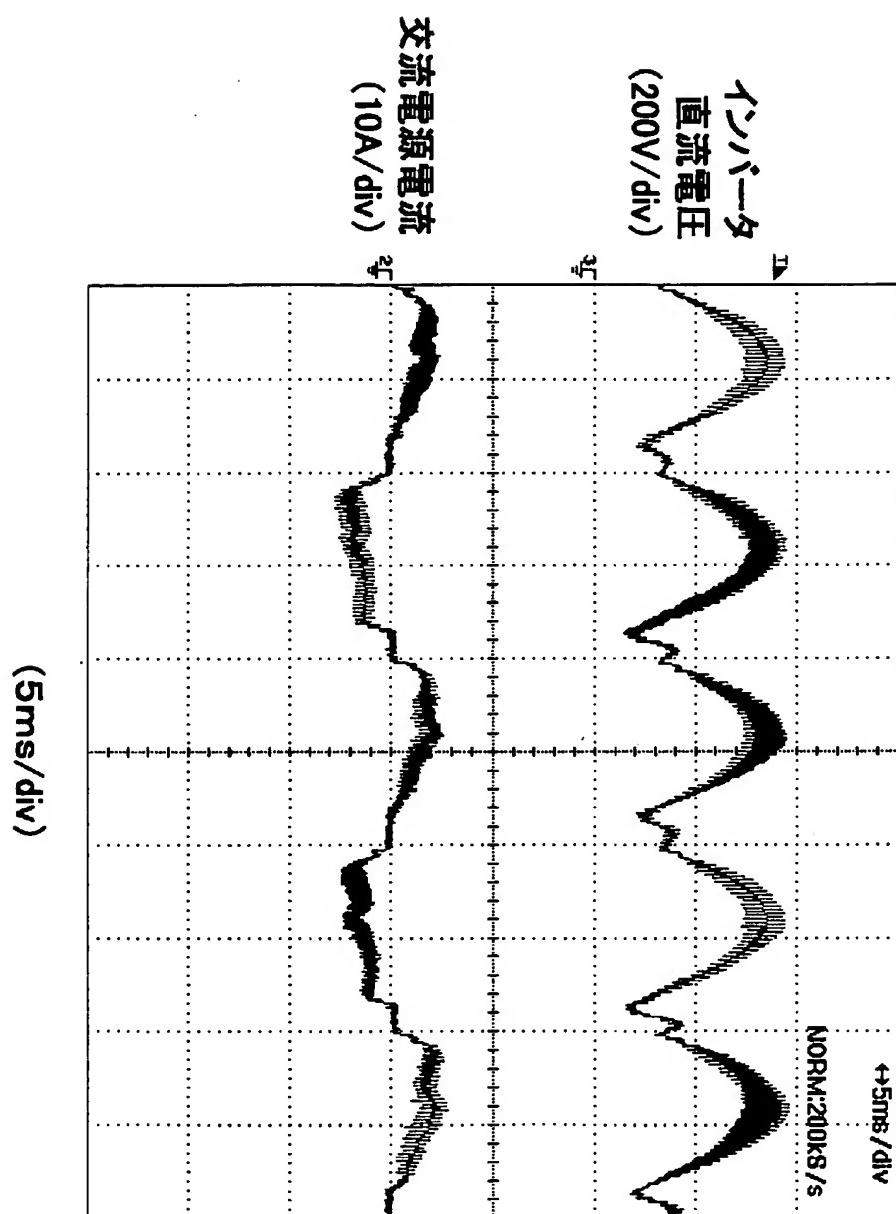
第2モータ電圧指令補正值	
V <sub>uh2</sub> *	240V
V <sub>vh2</sub> *	144V
V <sub>wh2</sub> *	0V

(b)

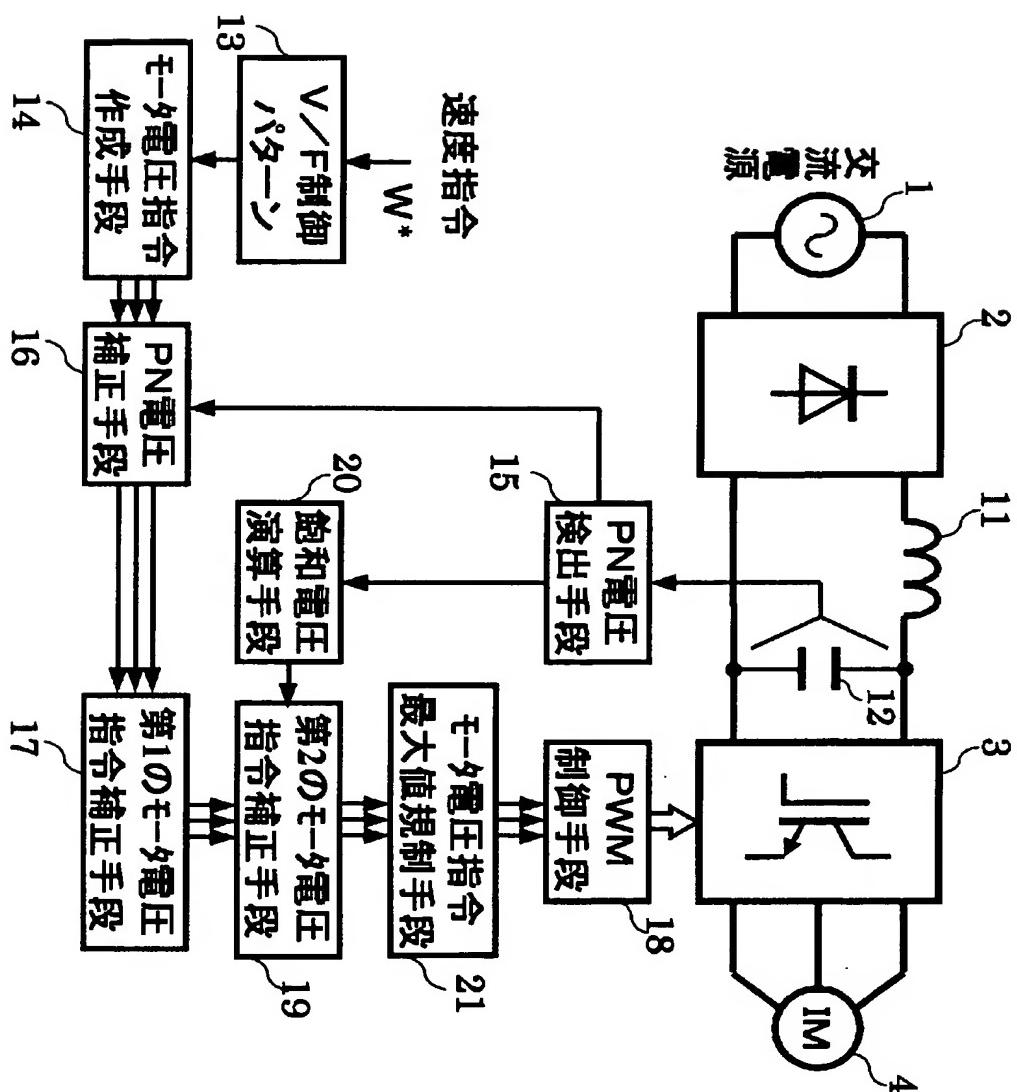
【図 4】



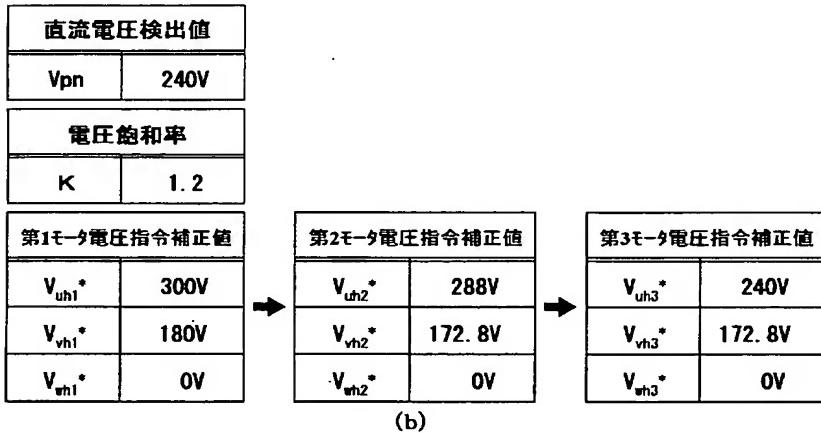
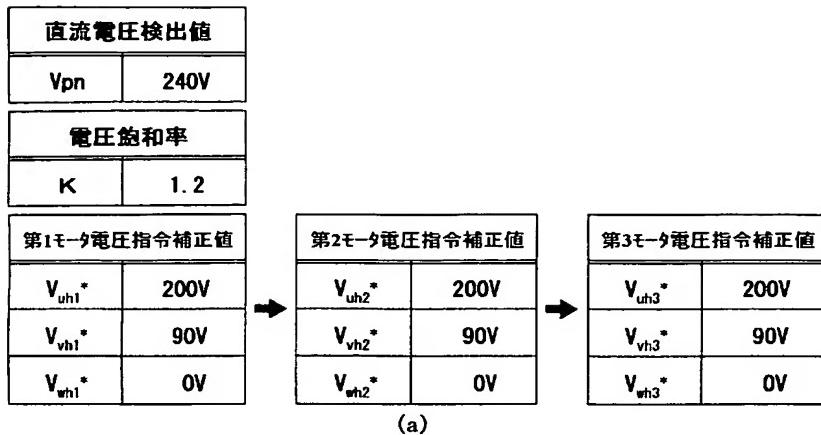
【図5】



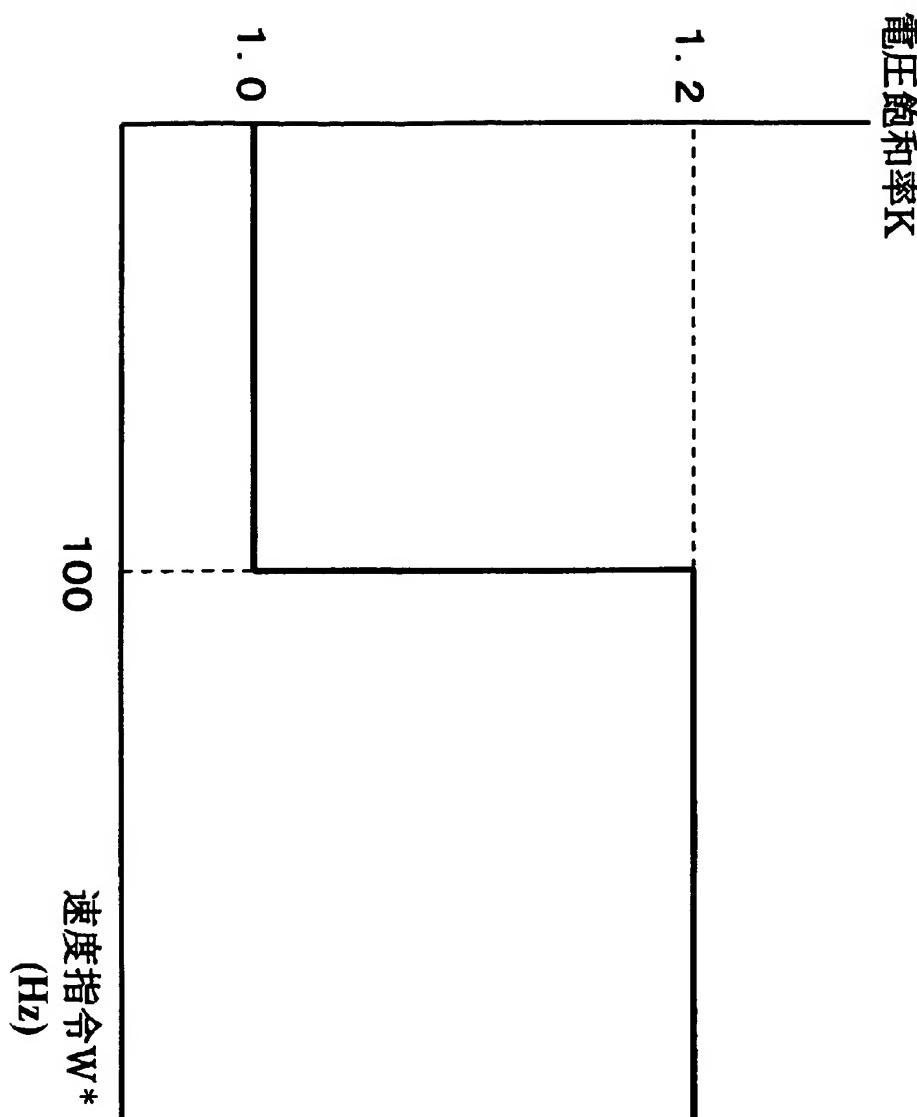
【図6】



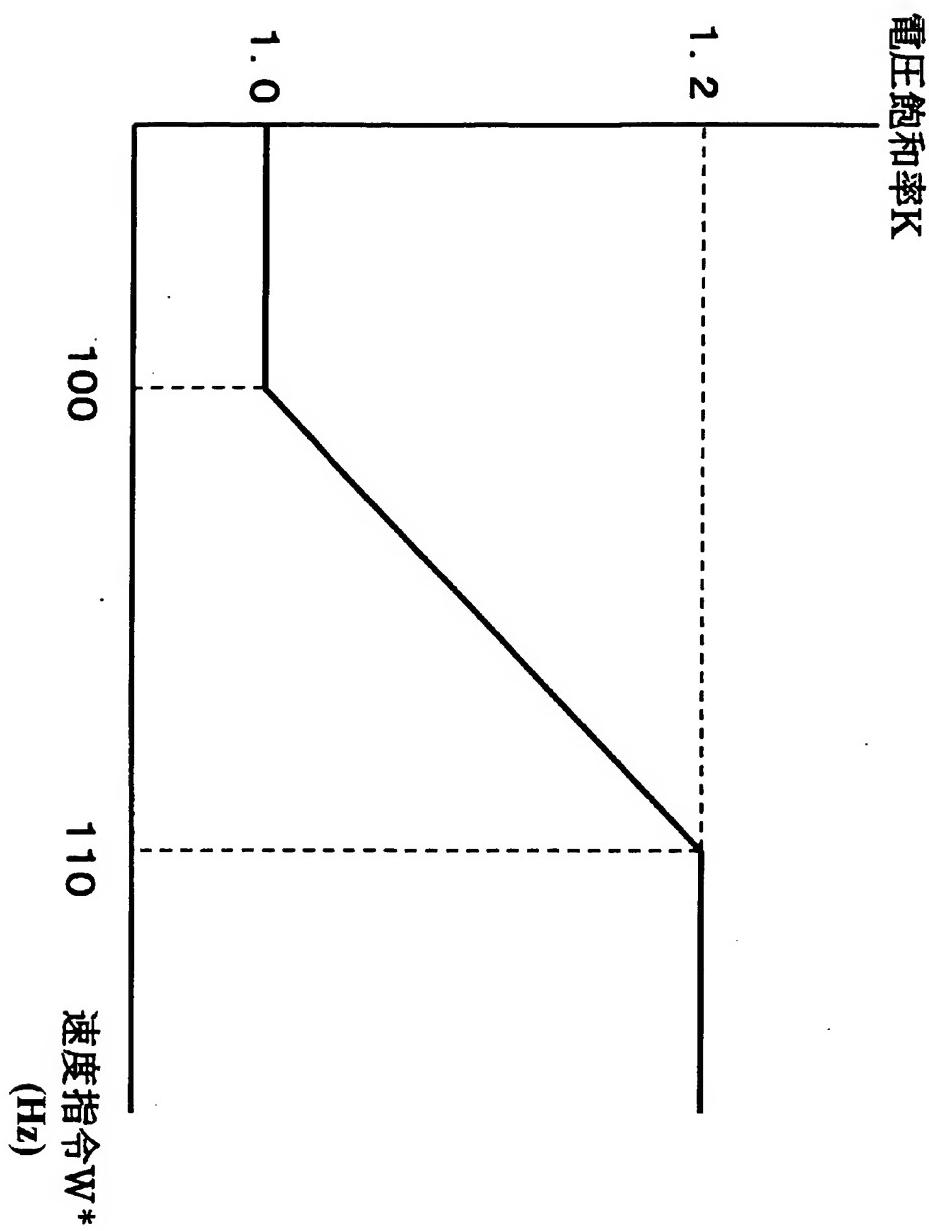
【図 7】



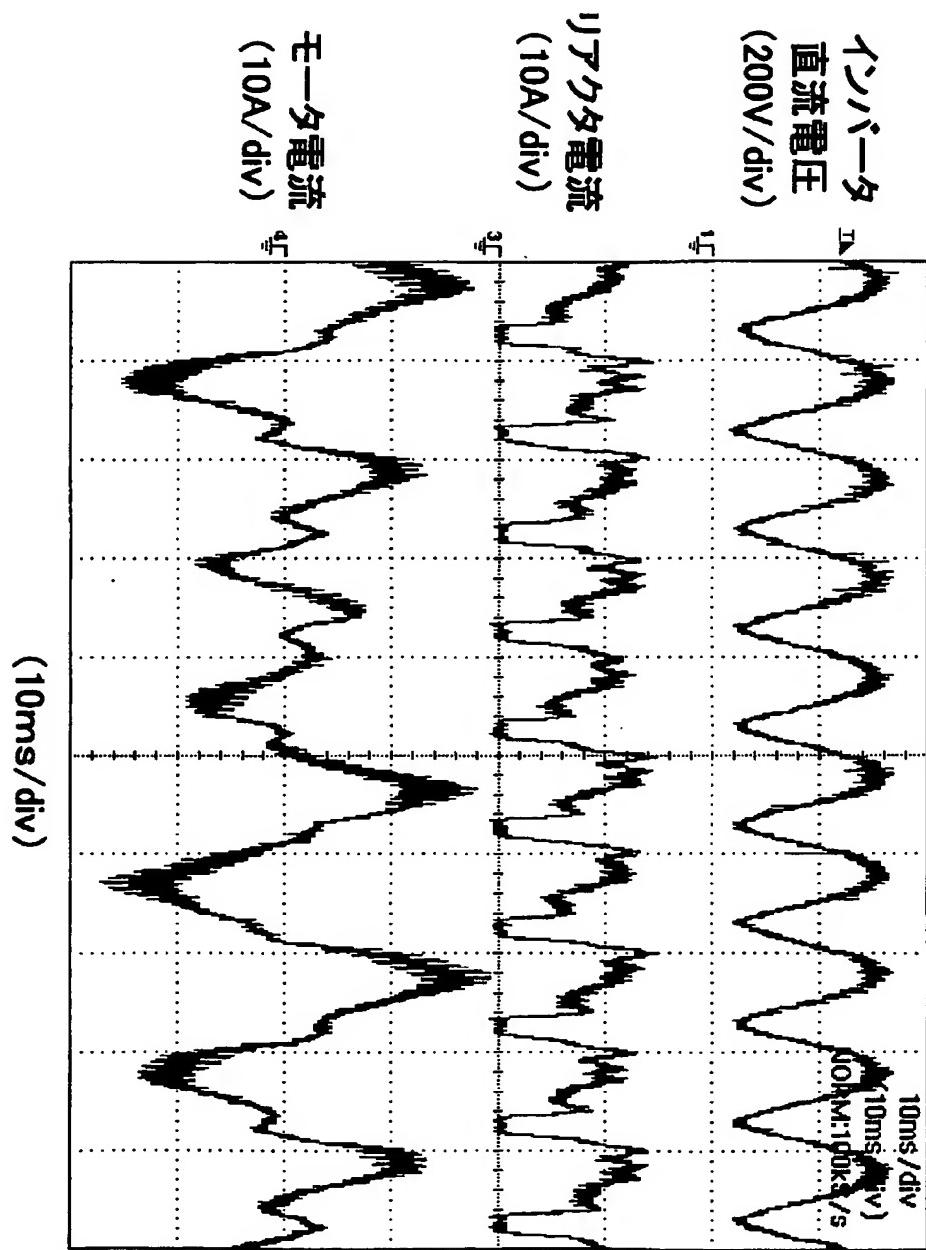
【図8】



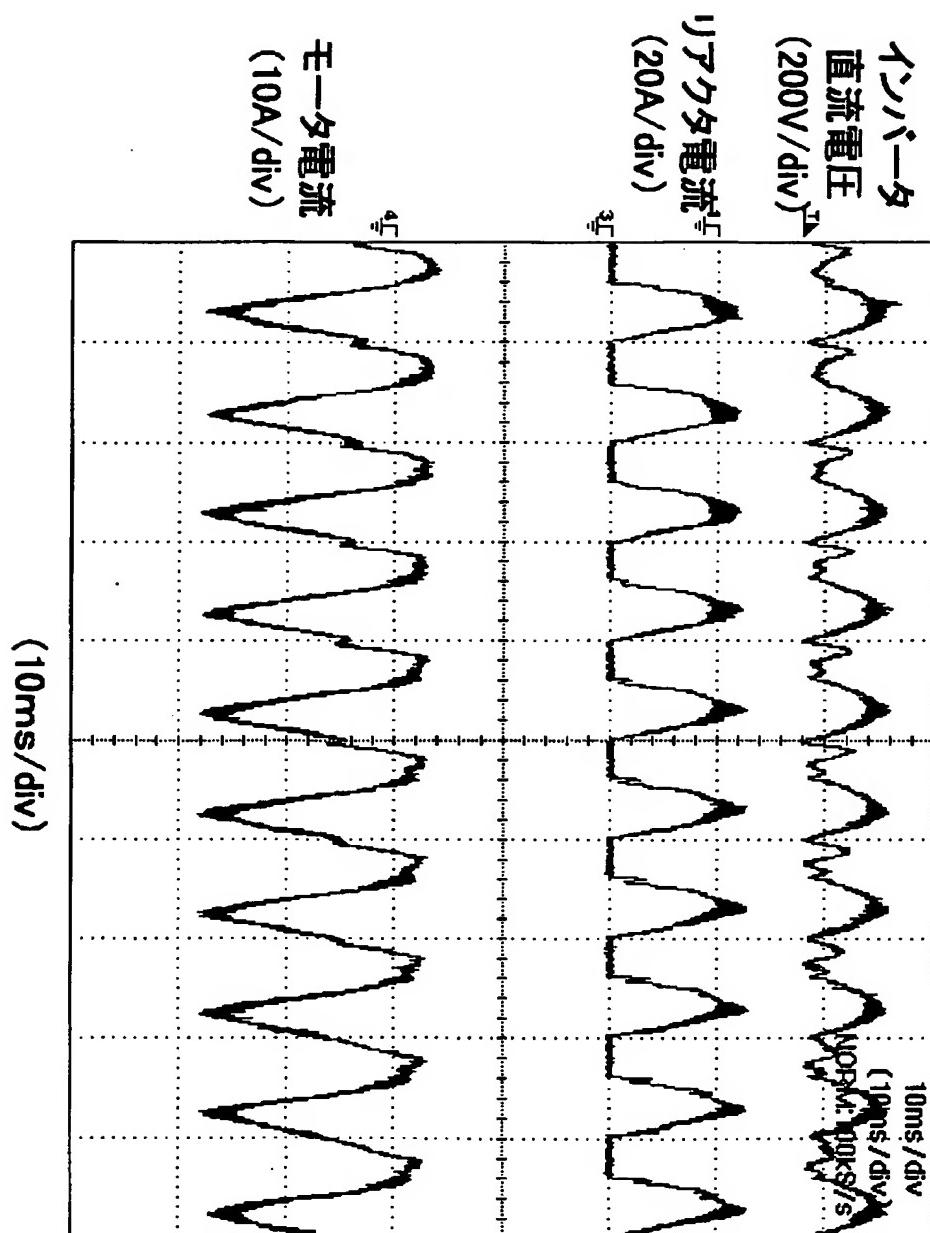
【図9】



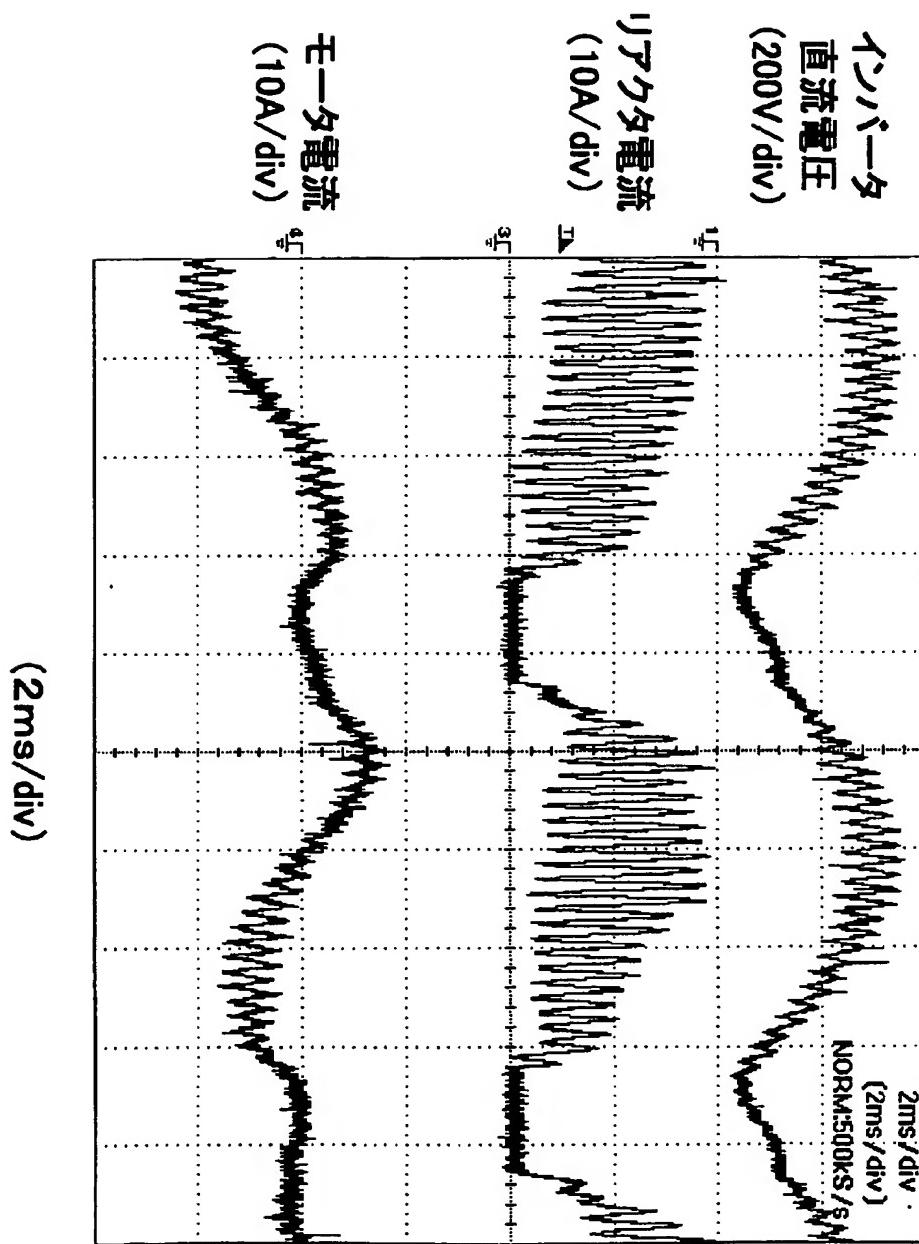
【図10】



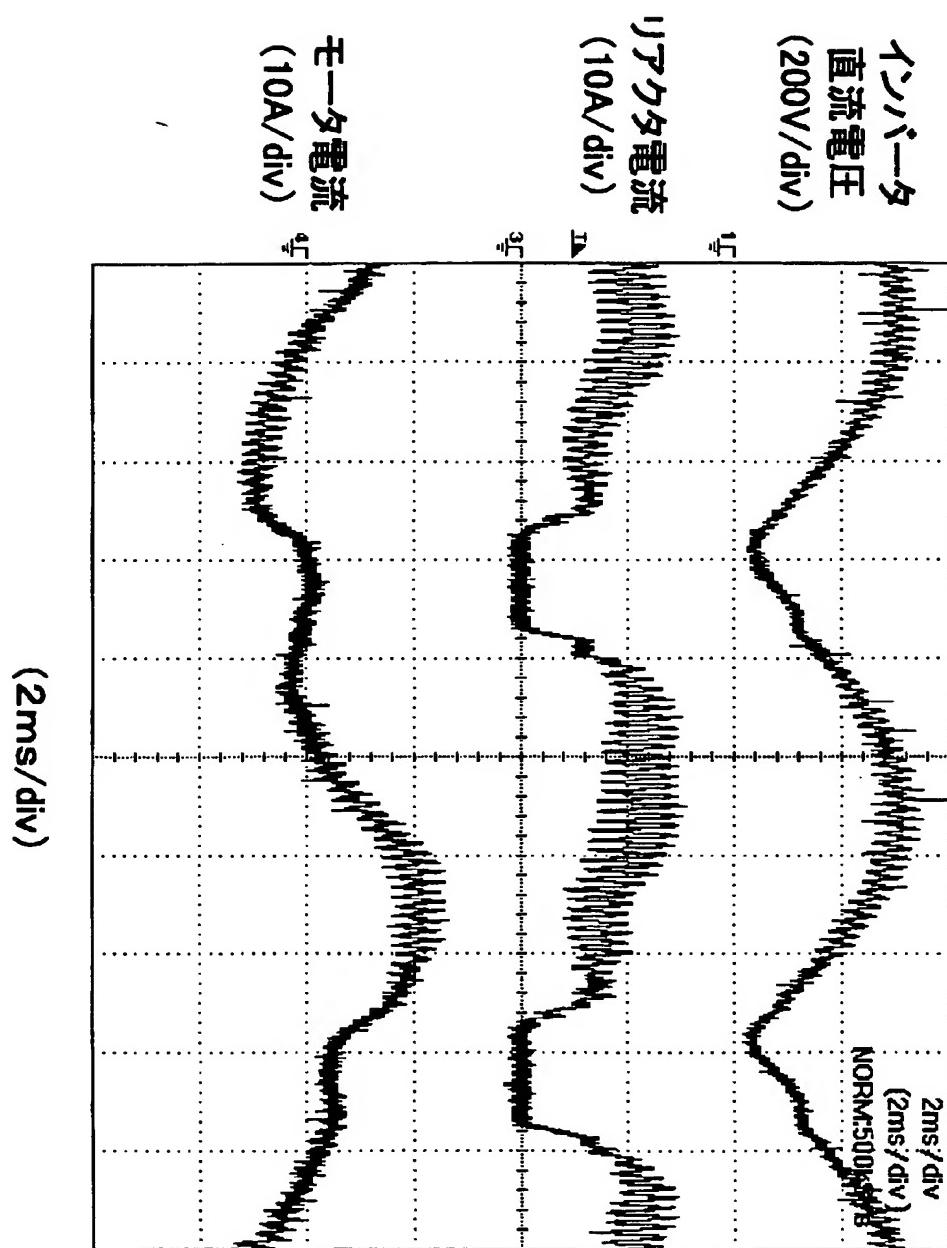
【図11】



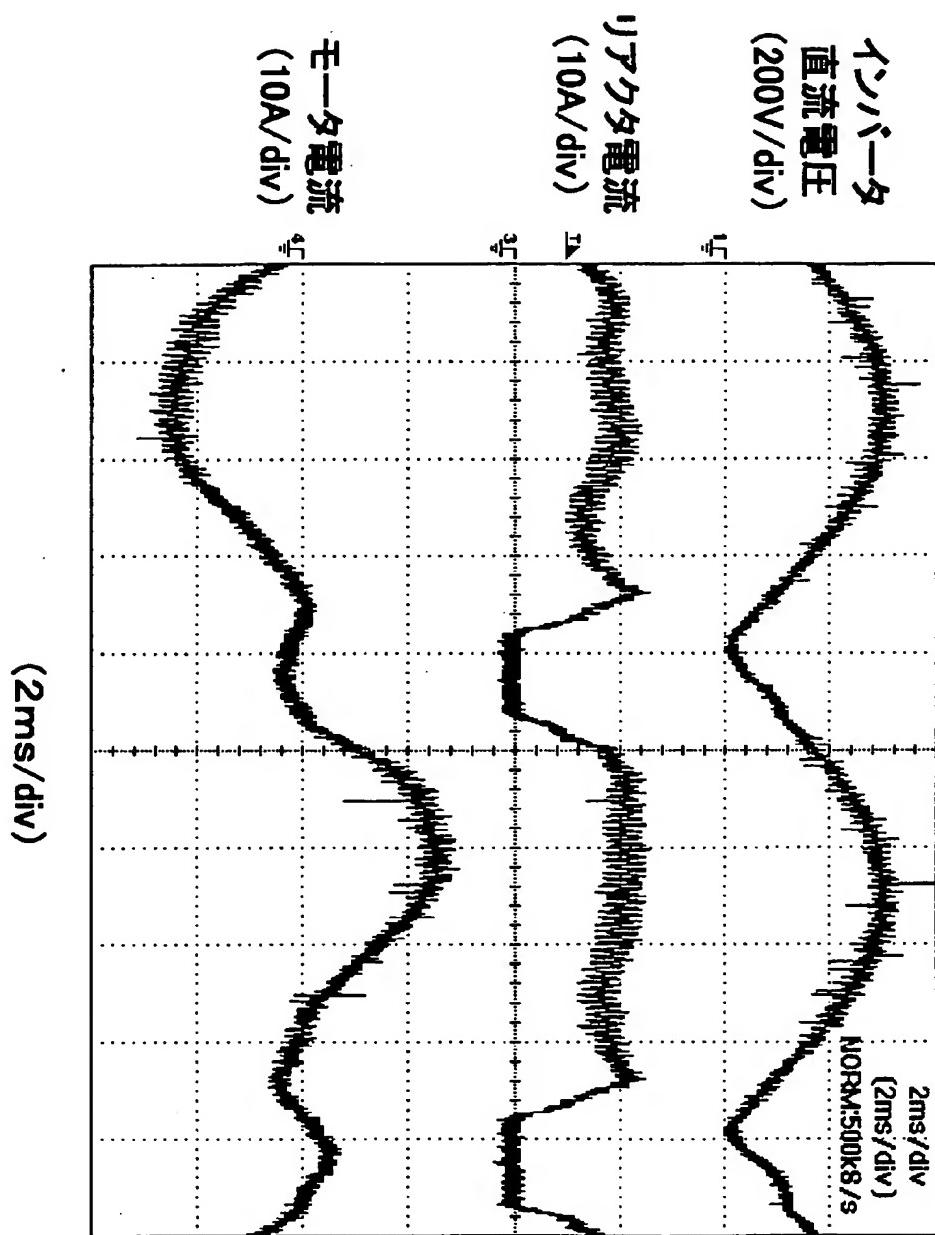
【図12】



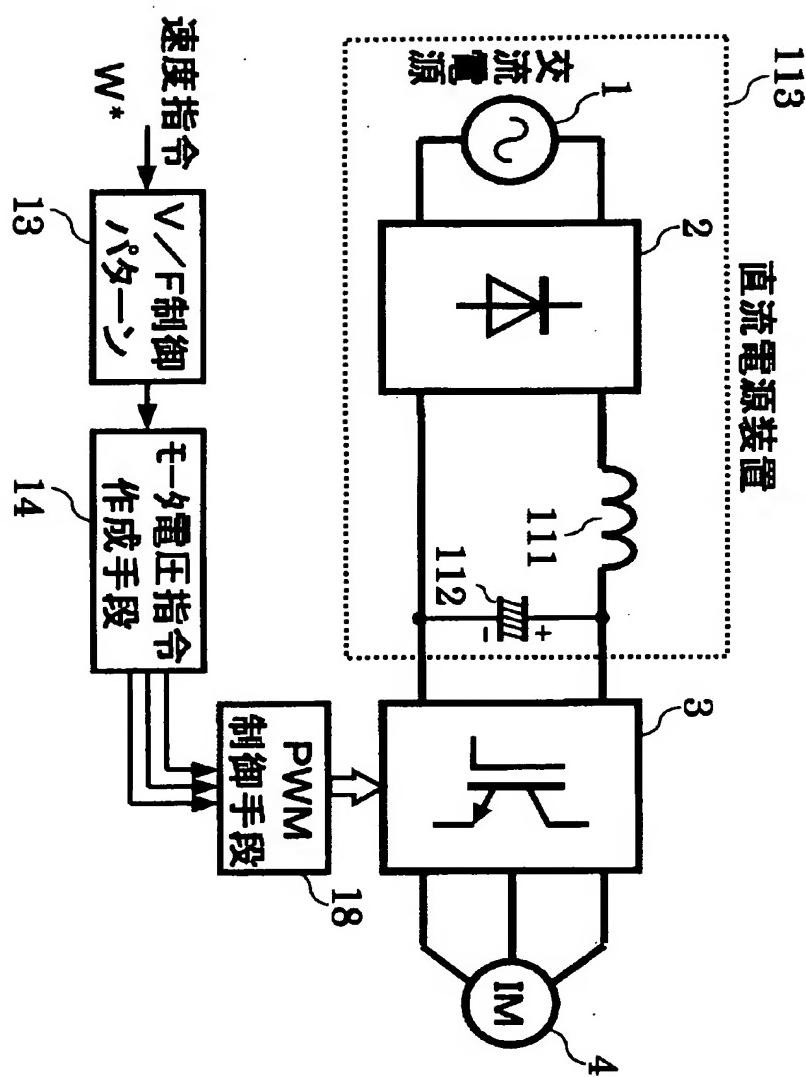
【図13】



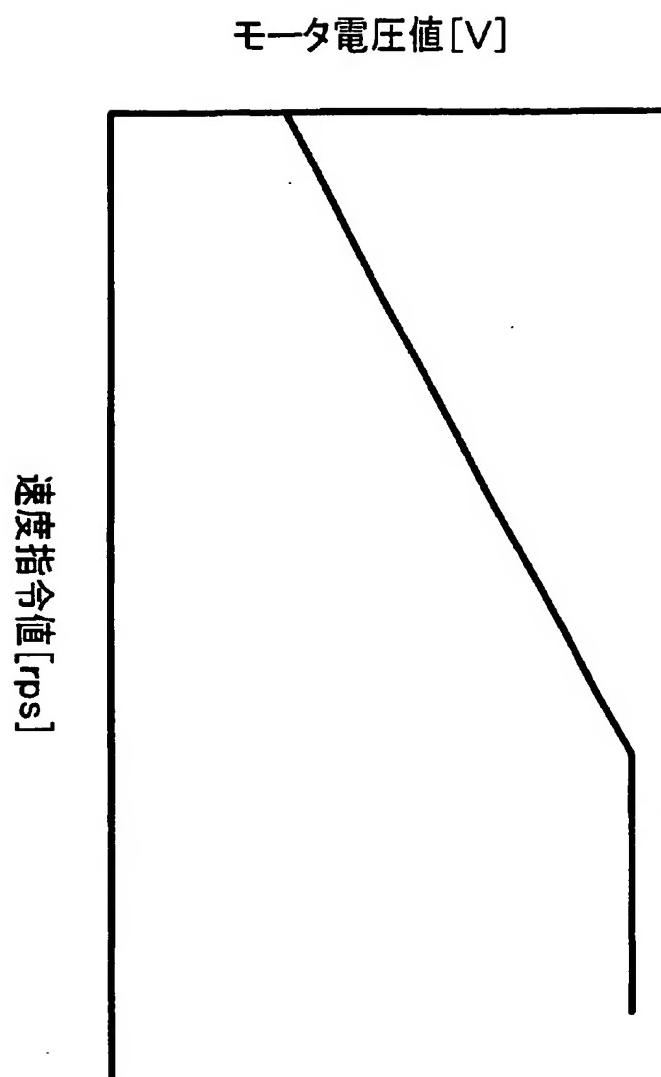
【図14】



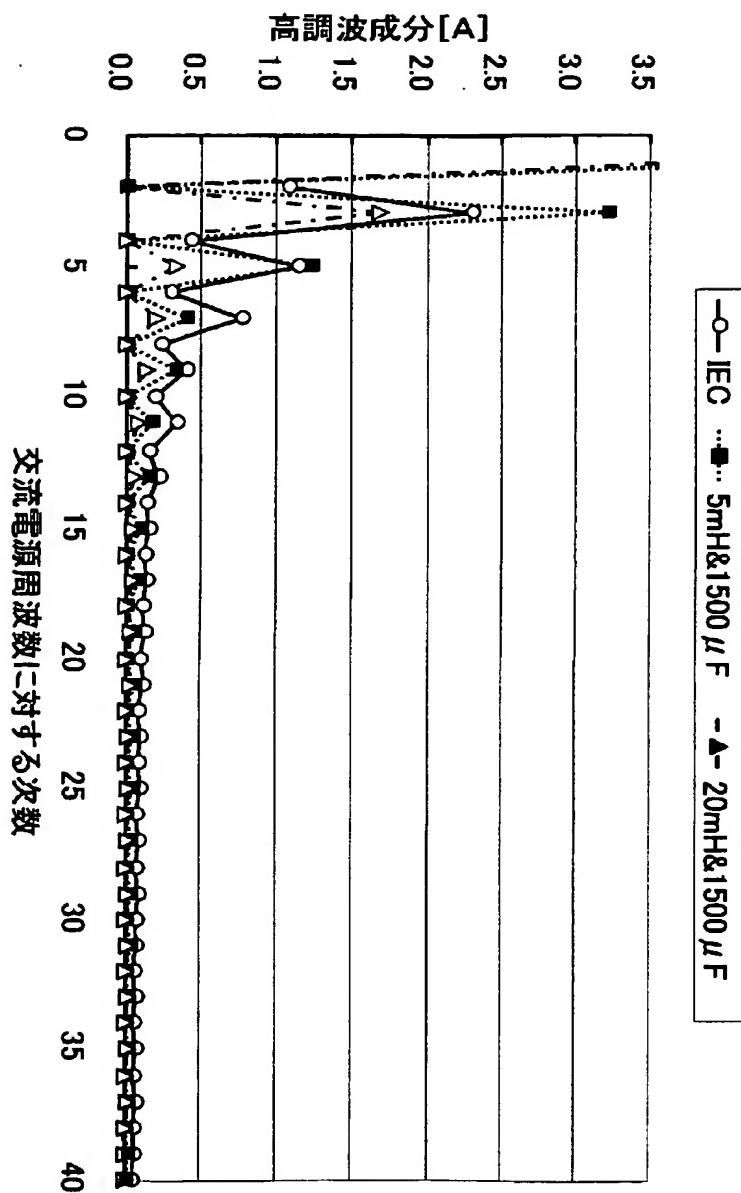
【図15】



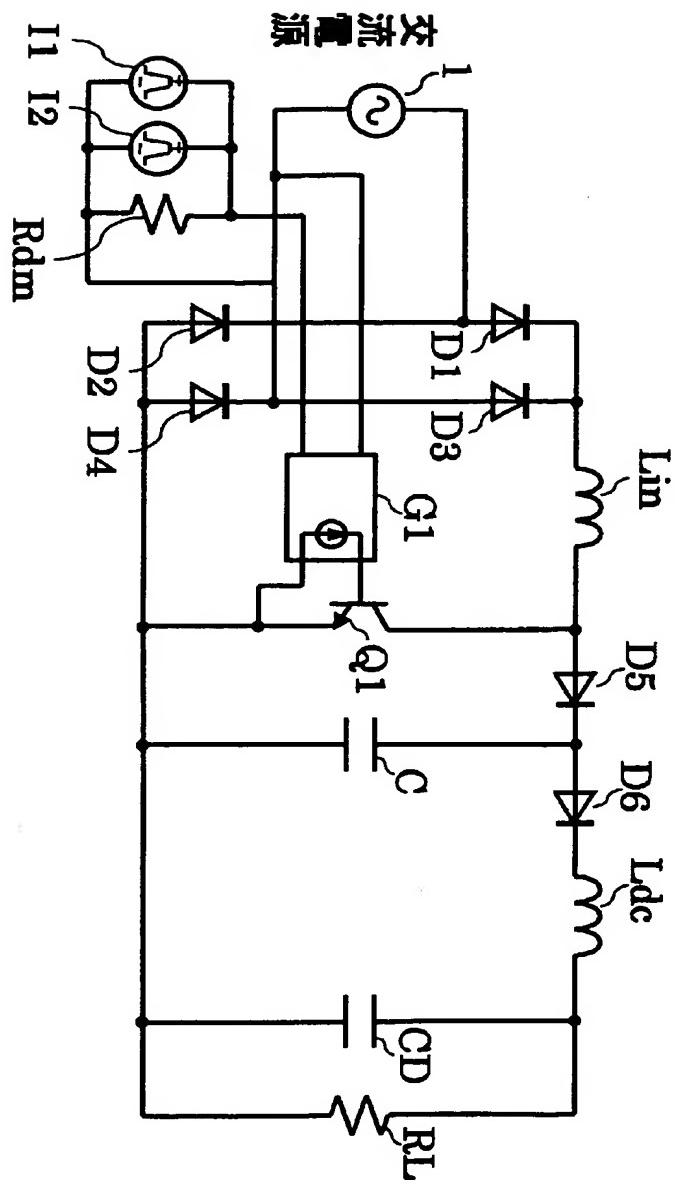
【図16】



【図17】



【図18】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 小型・軽量・低コストなインダクションモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。

【解決手段】 インダクションモータの各相の電圧指令値と P N 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行う第1のモータ電圧指令補正手段と、第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値のいずれかがインバータの直流電圧値より大きい場合のみ、補正された各相電圧指令値にインバータの直流電圧値を乗算した後、補正された各相電圧指令値のうちの最大値で除算することにより第1のモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値を再補正する第2のモータ電圧指令補正手段とによって、インバータ直流電圧が大幅に変動していてもインダクションモータの安定駆動を維持しつつ、かつ交流電源力率の改善と交流電源電流の高調波成分の抑制をおこなう。

【選択図】 図 1

特願 2003-091184

## 出願人履歴情報

識別番号 [000005821]

1. 変更年月日 1990年 8月28日

[変更理由] 新規登録

住所 大阪府門真市大字門真1006番地  
氏名 松下電器産業株式会社